

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

PCT/JP03/15241

28.11.03

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

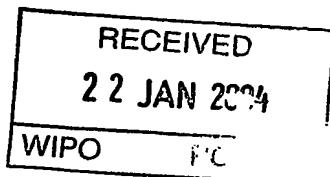
This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office.

出願年月日  
Date of Application: 2002年12月12日

出願番号  
Application Number: 特願2002-361212

[ST. 10/C]: [JP2002-361212]

出願人  
Applicant(s): サンケン電気株式会社

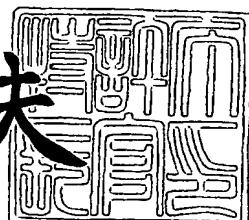


PRIORITY DOCUMENT  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年 1月 8日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今井康夫



出証番号 出証特2003-3109525

【書類名】 特許願  
【整理番号】 K0224  
【提出日】 平成14年12月12日  
【あて先】 特許庁長官 殿  
【発明者】  
【住所又は居所】 埼玉県新座市北野3丁目6番3号 サンケン電気株式会社内  
【氏名】 福本 征也  
【発明者】  
【住所又は居所】 埼玉県新座市北野3丁目6番3号 サンケン電気株式会社内  
【氏名】 大坂 昇平  
【発明者】  
【住所又は居所】 埼玉県新座市北野3丁目6番3号 サンケン電気株式会社内  
【氏名】 竹内 歳郎  
【特許出願人】  
【識別番号】 000106276  
【氏名又は名称】 サンケン電気株式会社  
【代理人】  
【識別番号】 100082049  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 清水 敬一  
【電話番号】 03-3760-5351  
【手数料の表示】  
【予納台帳番号】 014546  
【納付金額】 21,000円  
【提出物件の目録】  
【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 直流電源装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】 オン・オフ動作により直流電源からの直流入力を断続して高周波電力に変換する少なくとも1つのスイッチング素子と、該スイッチング素子から得られる前記高周波電力を直流出力に変換して負荷に供給する整流平滑回路と、前記負荷に流れる直流出力電流を検出する出力電流検出手段と、前記整流平滑回路からの出力電流により駆動され且つ前記直流出力電流の定格値を規定する基準電圧を発生する基準電圧発生手段と、前記出力電流検出手段の検出出力の電圧レベルが前記基準電圧発生手段の基準電圧よりも低いときに第1の出力信号を発生し、前記出力電流検出手段の検出出力の電圧レベルが前記基準電圧発生手段の基準電圧よりも高いときに第2の出力信号を発生する比較手段と、該比較手段が前記第1の出力信号を発生したときは前記負荷に供給される前記直流出力電圧が一定値となるように前記スイッチング素子のオン・オフ期間を制御する駆動信号を出力し、前記比較手段が前記第2の出力信号を発生したときは前記直流出力電圧が低下するように前記スイッチング素子のオン・オフ期間を制御する駆動信号を出力して前記直流出力電流を制限する駆動信号発生手段とを備えた直流電源装置において、

前記整流平滑回路から前記基準電圧発生手段に供給される駆動電流を略一定にする駆動電流制御手段を備えたことを特徴とする直流電源装置。

【請求項2】 前記駆動電流制御手段は、前記整流平滑回路の出力電圧を検出する出力電圧検出手段と、該出力電圧検出手段の検出電圧が閾値電圧よりも高いときに第1の出力信号を発生し、前記検出電圧が前記閾値電圧よりも低いときに第2の出力信号を発生する電圧比較手段と、該電圧比較手段が前記第1の出力信号を発生したときに前記整流平滑回路からの前記駆動電流を直接的に前記基準電圧発生手段に供給し、前記電圧比較手段が前記第2の出力信号を発生したときに前記駆動電流に別の駆動電流を加えて前記基準電圧発生手段に供給する電流可変手段とを有する請求項1に記載の直流電源装置。

【請求項3】 前記電流可変手段は、前記電圧比較手段が前記第2の出力信号を

発生したとき、前記電圧比較手段に直列に接続された整流素子及び抵抗を介して前記基準電圧発生手段に前記別の駆動電流を供給する請求項2に記載の直流電源装置。

**【請求項4】** 前記電流可変手段は、前記電圧比較手段が前記第2の出力信号を発生したときにオン状態となり且つ前記基準電圧発生手段に前記別の駆動電流を供給するスイッチ手段を有する請求項2に記載の直流電源装置。

**【請求項5】** 前記駆動電流制御手段は、前記閾値電圧の値がそれぞれ異なる複数の前記電圧比較手段を有し、該複数の電圧比較手段が各々発生する前記第2の出力信号により前記電流可変手段を介して前記基準電圧発生手段に供給する前記別の駆動電流の値を可変する請求項2に記載の直流電源装置。

**【請求項6】** 前記電流可変手段は、前記複数の電圧比較手段が前記第2の出力信号を発生したとき、前記各電圧比較手段に直列に接続された整流素子及び抵抗を介して前記基準電圧発生手段に各々の別の駆動電流を供給する請求項5に記載の直流電源装置。

**【請求項7】** 前記電流可変手段は、前記複数の電圧比較手段が前記第2の出力信号を発生したときにそれぞれオン状態となり且つ前記基準電圧発生手段に前記各々の別の駆動電流を供給する複数のスイッチ手段を有する請求項5に記載の直流電源装置。

**【請求項8】** 前記電流可変手段は逆流防止手段を有する請求項2、4、5及び7の何れか1項に記載の直流電源装置。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

##### 【発明の属する技術分野】

本発明は出力垂下特性を有する直流電源装置、特に過負荷時等の出力電圧低下時に最低限必要な駆動電流を基準電圧源に供給しつつ、無負荷時や軽負荷時等の負荷待機時の低消費電力化を図った直流電源装置に属する。

##### 【0002】

##### 【従来の技術】

近年、エコロジー等の環境問題から全ての電気製品の省エネルギー化が提唱さ

れ、特に電源装置の負荷待機時における低消費電力化が重要な課題となってきている。更に、最近では携帯式電話機（P H S）等の携帯機器の増加により、バッテリ充電が可能であり、異常時も含めた全ての負荷状態において安全な電源装置が要求されている。

出力垂下特性を有する従来の直流電源装置の一例を図6に示す。図6に示す従来の直流電源装置は、直流電源(1)に対して直列に接続されたトランス(2)の1次巻線(3)及びスイッチング素子としてのMOS-FET(5)と、トランス(2)の2次巻線(4)に接続され且つ直流出力端子(29, 30)間に接続される図示しない負荷に直流出力を供給する整流ダイオード(7)及び平滑コンデンサ(8)から成る整流平滑回路(6)と、負荷に供給される直流出力に応じてMOS-FET(5)をオン・オフ制御する制御回路(9)とを備えている。

### 【0003】

制御回路(9)は、図示しない負荷に供給される直流出力電圧 $V_0$ が一定値 $V_2$ となるようにMOS-FET(5)のオン・オフ期間を制御するための定電圧制御信号を出力する定電圧制御回路(10)と、負荷に供給される直流出力電流 $I_0$ が定格値 $I_{OMAX}$ を超える場合にその直流出力電流 $I_0$ が一定となるようにMOS-FET(5)のオン・オフ期間を制御するための定電流制御信号を出力する定電流制御回路(11)と、バイアス抵抗(23)を介して供給される整流平滑回路(6)の出力電流 $I_{SH}$ により駆動され且つ直流出力電圧 $V_0$ の基準値を規定する基準電圧 $V_{REF}$ を発生する基準電圧発生手段としてのシャントレギュレータ(24)と、定電圧制御回路(10)及び定電流制御回路(11)の各出力信号の論理和信号により駆動され且つ光出力を発生するフォトカプラ(25)の発光部(26)と、発光部(26)の光出力に比例して両主端子間に流れる電流が変化するフォトカプラ(25)の受光部(27)と、フォトカプラ(25)の受光部(27)に流れる電流の大きさに基づいて可変パルス幅の駆動信号 $V_G$ をMOS-FET(5)のゲート端子に付与するPWM変調回路(28)とを備えている。シャントレギュレータ(24)は、例えばTL431等の周知の基準電圧IC（集積回路）が使用される。PWM変調回路(28)は、フォトカプラ(25)の受光部(27)に流れる電流が小さいときは出力される駆動信号 $V_G$ のパルス幅が広くなり、フォトカプラ(25)の受光部(27)に流れる電流が大きいときは出力される駆動信号 $V_G$

のパルス幅が狭くなる。

#### 【0004】

定電圧制御回路(10)は、整流平滑回路(6)の出力端子間に接続され且つ図示しない負荷に供給される直流出力電圧 $V_0$ を分圧する定電圧制御用分圧抵抗(12, 13)と、反転入力端子(-)に入力される定電圧制御用分圧抵抗(12, 13)の分圧点の電圧と非反転入力端子(+)に入力されるシャントレギュレータ(24)の基準電圧 $V_{REF}$ とを比較してそれらの誤差電圧を定電圧制御信号として出力する定電圧制御用オペアンプ(14)とから構成される。定電流制御回路(11)は、整流平滑回路(6)の負(-)側出力ラインに接続され且つ負荷に流れる直流出力電流 $I_0$ をその電流 $I_0$ に対応する電圧として検出する出力電流検出手段としての出力電流検出用抵抗(17)と、シャントレギュレータ(24)の出力端子間に接続され且つシャントレギュレータ(24)の基準電圧 $V_{REF}$ を分圧してその分圧点から負荷に流れる直流出力電流 $I_0$ の定格値 $I_{OMAX}$ を規定する基準電圧 $V_{R1}$ を発生する基準電圧分圧用抵抗(18, 19)と、反転入力端子(-)に入力される出力電流検出用抵抗(17)の検出電圧と非反転入力端子(+)に入力される基準電圧分圧用抵抗(18, 19)の分圧点の基準電圧 $V_{R1}$ とを比較してそれらの誤差電圧を定電流制御信号として出力する定電流制御用オペアンプ(20)とから構成される。定電圧制御回路(10)の定電圧制御用オペアンプ(14)の定電圧制御信号及び定電流制御回路(11)の定電流制御用オペアンプ(20)の定電流制御信号は、それぞれ抵抗(15)及びダイオード(16)の直列接続回路と抵抗(21)及びダイオード(22)の直列接続回路により、これらの論理和信号となり、この論理和信号に基づいてフォトカプラ(25)の発光部(26)の光出力が制御される。

#### 【0005】

フォトカプラ(25)の発光部(26)の光出力は受光部(27)に伝達され、発光部(26)の光出力に比例して受光部(27)の両主端子間に流れる電流が制御される。フォトカプラ(25)の受光部(27)の両主端子間に流れる電流により、PWM変調回路(28)から出力される駆動信号 $V_G$ がパルス幅変調(PWM)され、パルス幅変調された駆動信号 $V_G$ がMOS-FET(5)のゲート端子に付与される。抵抗(15, 21)、ダイオード(16, 22)、フォトカプラ(25)及びPWM変調回路(28)は駆動信号発生手段を構成する。これにより、図示しない負荷に供給される直流出力電圧 $V_0$ 及び

直流出力電流  $I_0$  に応じて制御回路(9)により M O S - F E T (5) のオン・オフ期間が制御され、負荷に常時安定した直流出力が供給される。

### 【0006】

図 6 に示す従来の直流電源装置の主回路の動作は次の通りである。直流電源(1)からの直流入力電圧を直列に接続されたトランス(2)の 1 次巻線(3)及び M O S - F E T (5) に印加し、制御回路(9)内の P W M 変調回路(28)からの駆動信号  $V_G$  により M O S - F E T (5) をオン・オフ動作させると、トランス(2)の 1 次巻線(3)に高周波電流が流れる。トランス(2)の 1 次巻線(3)に流れる高周波電流により 2 次巻線(4)に高周波電圧が誘起され、この高周波電圧は整流ダイオード(7)及び平滑コンデンサ(8)から成る整流平滑回路(6)により整流及び平滑されて直流出力電圧  $V_0$  に変換され、直流出力端子(29, 30)から図示しない負荷に直流出力が供給される。

### 【0007】

また、図 6 に示す従来の直流電源装置の出力制御動作は次の通りである。直流出力端子(29, 30)間に接続される図示しない負荷に流れる直流出力電流  $I_0$  が定格値  $I_{0MAX}$  以内のときは、制御回路(9)内の定電圧制御回路(10)により負荷に供給する直流出力電圧  $V_0$  が図 7 の実線 A に示すように一定値  $V_2$  に制御される。このとき、直流出力端子(29, 30)間の直流出力電圧  $V_0$  は定電圧制御回路(10)の定電圧制御用分圧抵抗(12, 13)により分圧され、この分圧点の電圧が定電圧制御用オペアンプ(14)の反転入力端子(-)に入力され、非反転入力端子(+)に入力されるシャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  と比較されてそれらの誤差電圧が定電圧制御信号として同オペアンプ(14)の出力端子から出力される。定電圧制御用オペアンプ(14)の出力端子からの定電圧制御信号は、抵抗(15)及びダイオード(16)を介してフォトカプラ(25)の発光部(26)に出力される。したがって、直流出力電圧  $V_0$  の分圧電圧がシャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  より低いときは、定電圧制御用オペアンプ(14)の誤差電圧が正の値となり、フォトカプラ(25)の発光部(26)の光出力が小さくなるので、受光部(27)に流れる電流が減少する。このため、 P W M 変調回路(28)から出力される駆動信号  $V_G$  のパルス幅が広くなり、 M O S - F E T (5) のオン期間が長くなる。これとは逆に、直流出力電圧  $V_0$  の分圧

電圧がシャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  より高いときは、前記と全く逆の動作が制御回路(9)内において行なわれ、MOS-FET(5)のオン期間が短くなる。これにより、直流出力電圧  $V_0$  が図7の実線Aに示すように一定値  $V_2$  に制御され、直流出力端子(29, 30)から図示しない負荷に定電圧の直流出力が供給される。

### 【0008】

また、過負荷時等で直流出力端子(29, 30)間に接続される図示しない負荷に流れる直流出力電流  $I_0$  が定格値  $I_{OMAX}$  を超えるときは、制御回路(9)内の定電流制御回路(11)により負荷に供給する直流出力電流  $I_0$  が図7の実線Bに示すように定格値  $I_{OMAX}$  一定に制御される。このとき、負荷に流れる直流出力電流  $I_0$  は出力電流検出用抵抗(17)を介して流れ、直流出力電流  $I_0$  に対応する電圧として検出される。一方、シャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  は基準電圧分圧用抵抗(18, 19)により分圧され、その分圧点から負荷に流れる直流出力電流  $I_0$  の定格値  $I_{OMAX}$  を規定する基準電圧  $V_{R1}$  を発生する。出力電流検出用抵抗(17)の検出電圧は定電流制御用オペアンプ(20)の反転入力端子(-)に入力され、非反転入力端子(+)に入力される基準電圧分圧用抵抗(18, 19)の分圧点の基準電圧  $V_{R1}$  と比較されてそれらの誤差電圧が定電流制御信号として同コンパレータ(20)の出力端子から出力される。定電流制御用オペアンプ(20)の出力端子からの定電流制御信号は、抵抗(21)及びダイオード(22)を介して前述の定電圧制御信号との論理和信号となり、フォトカプラ(25)の発光部(26)に出力される。したがって、直流出力端子(29, 30)から図示しない負荷に流れる直流出力電流  $I_0$  が定格値  $I_{OMAX}$  を超え、出力電流検出用抵抗(17)の検出電圧が基準電圧分圧用抵抗(18, 19)の分圧点の基準電圧  $V_{R1}$  より高くなると、定電流制御用オペアンプ(20)の誤差電圧が負の値となり、MOS-FET(5)のオン期間が短くなるので、直流出力電圧  $V_0$  が急激に低下して負荷に流れる直流出力電流  $I_0$  が図7の実線Bに示すように定格値  $I_{OMAX}$  一定となり、定電流出力特性が得られる。以上で述べた直流電源装置の構成と類似の構成を有する直流電源装置は、例えば下記の特許文献1に開示されている。

### 【0009】

## 【特許文献1】

特許第3099763号公報（第10頁、図6）

## 【0010】

## 【発明が解決しようとする課題】

ところで、図6に示す従来の直流電源装置では、直流出力電圧 $V_0$ が一定値 $V_2$ のときにシャントレギュレータ(24)に供給する駆動電流 $I_{SH}$ が最低限必要な電流値となるようにバイアス抵抗(23)の抵抗値を設定すると、直流出力電圧 $V_0$ の値が $V_1$ まで低下したとき、基準電圧 $V_{REF}$ を一定レベルに維持するのに最低限必要な駆動電流 $I_{SH}$ をシャントレギュレータ(24)に供給できないため、基準電圧 $V_{REF}$ が変動する問題点がある。このため、図7の実線Bに示すように直流出力電圧 $V_0$ が低下したときに定電流特性を維持しようとしても、シャントレギュレータ(24)から出力される基準電圧 $V_{REF}$ が変動するため、直流出力電流 $I_0$ の値が変動する不具合が発生していた。これとは逆に、直流出力電圧 $V_0$ が $V_1$ まで低下したときにシャントレギュレータ(24)に供給する駆動電流 $I_{SH}$ が最低限必要な電流値となるようにバイアス抵抗(23)の抵抗値を低く設定すると、直流出力電圧 $V_0$ が一定値 $V_2$ のときにバイアス抵抗(23)に大きな電流が流れ、バイアス抵抗(23)での電力損失が大きくなる問題点がある。バイアス抵抗(23)での電力損失は、電圧値 $V_1$ と電圧値 $V_2$ との差の2乗をバイアス抵抗(23)の抵抗値で除したものであるから、電圧値 $V_1$ と電圧値 $V_2$ との差が大きいほど著しく増加する。特に、無負荷時や軽負荷時等の負荷待機時は全体の電力損失に対するバイアス抵抗(23)での電力損失の比率も大きくなるので、バイアス抵抗(23)での電力損失は負荷待機時の変換効率の改善において大きな障害となる。したがって、負荷待機時の制御回路(9)での消費電力の割合が急激に増加する問題点があった。

## 【0011】

そこで、本発明では、出力電圧低下時に最低限必要な駆動電流を基準電圧源に供給すると共に、定格出力時にも基準電圧源に供給する駆動電流を必要最小限に抑制して、無負荷時や軽負荷時等の負荷待機時の制御回路での消費電力を低減できる直流電源装置を提供することを目的とする。

## 【0012】

**【課題を解決するための手段】**

本発明による直流電源装置は、オン・オフ動作により直流電源(1)からの直流入力を断続して高周波電力に変換する少なくとも1つのスイッチング素子(5)と、スイッチング素子(5)から得られる高周波電力を直流出力に変換して負荷に供給する整流平滑回路(6)と、負荷に流れる直流出力電流( $I_0$ )を検出する出力電流検出手段(17)と、整流平滑回路(6)からの出力電流( $I_{SH}$ )により駆動され且つ直流出力電流( $I_0$ )の定格値( $I_{OMAX}$ )を規定する基準電圧( $V_{R1}$ )を発生する基準電圧発生手段(18, 19, 24)と、出力電流検出手段(17)の検出出力の電圧レベルが基準電圧発生手段(18, 19, 24)の基準電圧( $V_{R1}$ )よりも低いときに第1の出力信号を発生し、出力電流検出手段(17)の検出出力の電圧レベルが基準電圧発生手段(18, 19, 24)の基準電圧( $V_{R1}$ )よりも高いときに第2の出力信号を発生する比較手段(20)と、比較手段(20)が第1の出力信号を発生したときは負荷に供給される直流出力電圧( $V_0$ )が一定値( $V_2$ )となるようにスイッチング素子(5)のオン・オフ期間を制御する駆動信号( $V_G$ )を出力し、比較手段(20)が第2の出力信号を発生したときは直流出力電圧( $V_0$ )が低下するようにスイッチング素子(5)のオン・オフ期間を制御する駆動信号( $V_G$ )を出力して直流出力電流( $I_0$ )を制限する駆動信号発生手段(21, 22, 25, 28)とを備えている。この直流電源装置では、整流平滑回路(6)から基準電圧発生手段(24)に供給される駆動電流( $I_{SH}$ )を略一定にする駆動電流制御手段(31)を備えている。駆動電流制御手段(31)により、定格出力時と出力電圧低下時とで基準電圧発生手段(24)に供給される駆動電流( $I_{SH}$ )が略一定となるので、出力電圧低下時に基準電圧( $V_{REF}$ )を一定レベルに維持するのに最低限必要な駆動電流( $I_{SH}$ )を基準電圧発生手段(24)に供給できると共に、定格出力時にも基準電圧発生手段(24)へ供給する駆動電流( $I_{SH}$ )を必要最小限に抑制できる。したがって、無負荷時や軽負荷時等の負荷待機時の制御回路での消費電力を低減することが可能となる。

**【0013】**

本発明の変更実施の形態での駆動電流制御手段(31)は、整流平滑回路(6)の出力電圧( $V_0$ )を検出する出力電圧検出手段(33, 34)と、出力電圧検出手段(33, 34)の検出電圧が閾値電圧( $V_{REF}$ )よりも高いときに第1の出力信号を発生し、前記の検

出電圧が閾値電圧( $V_{REF}$ )よりも低いときに第2の出力信号を発生する電圧比較手段(35)と、電圧比較手段(35)が第1の出力信号を発生したときに整流平滑回路(6)からの駆動電流( $I_{SH}$ )を直接的に基準電圧発生手段(24)に供給し、電圧比較手段(35)が第2の出力信号を発生したときに駆動電流( $I_{SH}$ )に別の駆動電流( $I_1$ )を加えて基準電圧発生手段(24)に供給する電流可変手段(36)とを有する。整流平滑回路(6)の出力電圧( $V_0$ )が十分に高く、出力電圧検出手段(33, 34)の検出電圧が閾値電圧( $V_{REF}$ )より高い定格出力時は、電流可変手段(36)により整流平滑回路(6)からの駆動電流( $I_{SH}$ )が直接的に基準電圧発生手段(24)に供給される。出力電圧( $V_0$ )が低下し、出力電圧検出手段(33, 34)の検出電圧が閾値電圧( $V_{REF}$ )より低くなると、電流可変手段(36)により整流平滑回路(6)からの駆動電流( $I_{SH}$ )に別の駆動電流( $I_1$ )が加えられて基準電圧発生手段(24)に供給される。これにより、定格出力時と出力電圧低下時とで略一定な駆動電流( $I_{SH}$ )を整流平滑回路(6)から基準電圧発生手段(24)に供給することができる。

#### 【0014】

本発明の変更実施の第1の形態での電流可変手段(36)は、電圧比較手段(35)が前記第2の出力信号を発生したとき、電圧比較手段(35)に直列に接続された整流素子(37)及び抵抗(38)を介して基準電圧発生手段(24)に別の駆動電流( $I_1$ )を供給する。本発明の変更実施の第2の形態での電流可変手段(36)は、電圧比較手段(35)が第2の出力信号を発生したときにオン状態となり且つ基準電圧発生手段(24)に別の駆動電流( $I_1$ )を供給するスイッチ手段(39)を有する。

#### 【0015】

また、本発明の他の変更実施の形態での駆動電流制御手段(31)は、閾値電圧の値がそれぞれ異なる複数の電圧比較手段(35, 43)を有し、複数の電圧比較手段(35, 43)が各々発生する第2の出力信号により電流可変手段(36)を介して基準電圧発生手段(24)に供給する別の駆動電流の値を可変する。出力電圧検出手段(33, 34)の検出電圧のレベルに応じて電流可変手段(36)を介して基準電圧発生手段(24)に供給する別の駆動電流の値を可変できるので、整流平滑回路(6)の出力電圧( $V_0$ )の低下に応じて基準電圧発生手段(24)に供給する駆動電流( $I_{SH}$ )を精密に調整できる。

## 【0016】

本発明の他の変更実施の第1の形態での電流可変手段(36)は、複数の電圧比較手段(35, 43)が第2の出力信号を発生したとき、各電圧比較手段(35, 43)に直列に接続された整流素子(37, 44)及び抵抗(38, 45)を介して基準電圧発生手段(24)に各々の別の駆動電流( $I_1, I_2$ )を供給する。本発明の他の変更実施の第2の形態での電流可変手段(36)は、複数の電圧比較手段(35, 43)が第2の出力信号を発生したときにそれぞれオン状態となり且つ基準電圧発生手段(24)に各々の別の駆動電流( $I_1, I_2$ )を供給する複数のスイッチ手段(39, 46)を有する。本発明の変更実施の第2の形態及び本発明の他の変更実施の第2の形態での電流可変手段(36)は逆流防止手段(37)を有する。

## 【0017】

## 【発明の実施の形態】

以下、本発明による直流電源装置の各実施の形態を図1～図5に基づいて説明する。但し、これらの図面では図6に示す箇所と実質的に同一の部分には同一の符号を付し、その説明を省略する。

本発明による直流電源装置は、図1～図5の各実施の形態に示すように、整流平滑回路(6)からシャントレギュレータ(24)に供給される駆動電流 $I_{SH}$ を略一定にする駆動電流制御手段(31)を備える点で図6に示す従来の直流電源装置と異なる。図1に示す実施の形態では、図6に示すバイアス抵抗(23)の代わりに、整流平滑回路(6)からの出力電流 $I_{SH}$ により駆動され且つ整流平滑回路(6)の直流出力電圧 $V_0$ に関わらず常時一定の定電流出力を発生する定電流源回路(32)を駆動電流制御手段(31)として整流平滑回路(6)の正(+)側の直流出力端子(29)とシャントレギュレータ(24)のカソード端子との間に接続している。定電流源回路(32)は、実際には周知のカレントミラー回路等が使用される。したがって、シャントレギュレータ(24)から出力される基準電圧 $V_{REF}$ を一定レベルに維持するのに最低限必要な電流値に定電流源回路(32)の定電流出力を調整しておけば、駆動電流 $I_{SH}$ によるシャントレギュレータ(24)での電力損失を整流平滑回路(6)の直流出力電圧 $V_0$ に関係なく、一定とすることができます。なお、図1に示す直流電源装置の基本的動作及び出力垂下特性は、前述の図6に示す従来の直流電源装置と略同様

であるので、説明は省略する。

### 【0018】

図1に示す実施の形態では、駆動電流制御手段(31)として定電流源回路(32)を使用することにより、整流平滑回路(6)の直流出力電圧 $V_0$ に関係なく常時一定の定電流出力をシャントレギュレータ(24)に供給できるので、図7の実線Aに示す定格出力時と図7の実線Bに示す出力電圧低下時とでシャントレギュレータ(24)に供給される駆動電流 $I_{SH}$ が略一定となる。このため、出力電圧低下時にシャントレギュレータ(24)の基準電圧 $V_{REF}$ を一定レベルに維持するのに最低限必要な駆動電流 $I_{SH}$ をシャントレギュレータ(24)に供給できると共に、定格出力時にもシャントレギュレータ(24)へ供給する駆動電流 $I_{SH}$ を必要最小限に抑制できる。したがって、駆動電流 $I_{SH}$ によるシャントレギュレータ(24)での電力損失を最小にして、無負荷時や軽負荷時等の負荷待機時の制御回路(9)での消費電力を低減することが可能となる。

### 【0019】

図1に示す実施の形態は変更が可能である。例えば、図2に示す実施の形態の直流電源装置は、整流平滑回路(6)の直流出力電圧 $V_0$ を検出する出力電圧検出手段としての出力電圧分圧抵抗(33, 34)と、反転入力端子(-)に入力される出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧電圧が非反転入力端子(+)に入力される閾値電圧としてのシャントレギュレータ(24)の基準電圧 $V_{REF}$ よりも高いときに低い電圧(L)レベルの出力信号を発生し、反転入力端子(-)に入力される出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧電圧が非反転入力端子(+)に入力されるシャントレギュレータ(24)の基準電圧 $V_{REF}$ よりも低いときに高い電圧(H)レベルの出力信号を発生する電圧比較手段としての駆動電流制御用コンパレータ(35)と、駆動電流制御用コンパレータ(35)が低い電圧(L)レベルの出力信号を発生したときに整流平滑回路(6)からの駆動電流 $I_{SH}$ を直接的にシャントレギュレータ(24)に供給し、駆動電流制御用コンパレータ(35)が高い電圧(H)レベルの出力信号を発生したときに整流平滑回路(6)からの駆動電流 $I_{SH}$ に別の駆動電流 $I_1$ を加えてシャントレギュレータ(24)に供給する電流可変手段(36)とを有する駆動電流制御手段(31)を図6に示すバイアス抵抗(23)とシャントレギュレータ(24)のカソード端子との間に接続している。

図2の実施の形態での電流可変手段(36)は、駆動電流制御用コンパレータ(35)の出力端子とシャントレギュレータ(24)のカソード端子との間に直列に接続された整流素子としてのダイオード(37)及び抵抗(38)から成り、駆動電流制御用コンパレータ(35)が高い電圧(H)レベルの出力信号を発生したとき、ダイオード(37)及び抵抗(38)を介してシャントレギュレータ(24)に別の駆動電流 $I_1$ を供給する。その他の構成は、図6に示す従来の直流電源装置と略同一である。

### 【0020】

図2に示す構成において、整流平滑回路(6)の直流出力電圧 $V_0$ が一定値 $V_2$ に制御される図7の実線Aに示す定格出力時は、出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧点の電圧がシャントレギュレータ(24)の基準電圧 $V_{REF}$ より高いので、駆動電流制御用コンパレータ(35)から低い電圧(L)レベルの信号が出力される。これにより、電流可変手段(36)を構成するダイオード(37)が非導通状態となるから、整流平滑回路(6)からの駆動電流 $I_{SH}$ がバイアス抵抗(23)を介して直接的にシャントレギュレータ(24)に供給される。次に、図7の実線Bに示すように整流平滑回路(6)の直流出力電圧 $V_0$ が急激に $V_1$ まで低下し、出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧点の電圧がシャントレギュレータ(24)の基準電圧 $V_{REF}$ より低くなると、駆動電流制御用コンパレータ(35)から高い電圧(H)レベルの信号が出力され、ダイオード(37)が導通状態となるから、整流平滑回路(6)からバイアス抵抗(23)を介して流れる駆動電流 $I_{SH}$ に駆動電流制御用コンパレータ(35)からダイオード(37)及び抵抗(38)を介して流れる別の駆動電流 $I_1$ が加えられてシャントレギュレータ(24)に供給される。したがって、ダイオード(37)が導通状態のときに整流平滑回路(6)からバイアス抵抗(23)を介して流れる駆動電流 $I_{SH}$ と駆動電流制御用コンパレータ(35)から電流可変手段(36)を介して流れる別の駆動電流 $I_1$ との和電流の値をダイオード(37)が非導通状態のときに整流平滑回路(6)からバイアス抵抗(23)を介して流れる駆動電流 $I_{SH}$ の値に一致させておけば、図7の実線Aに示す定格出力時と図7の実線Bに示す出力電圧低下時とで略一定な駆動電流 $I_{SH}$ を整流平滑回路(6)からシャントレギュレータ(24)に供給することができる。

### 【0021】

図2に示す実施の形態では、バイアス抵抗(23)の抵抗値を十分高くすることに

より、定格出力時のシャントレギュレータ(24)での電力損失を最小限度に抑えることができる。これと共に、出力電圧低下時は整流平滑回路(6)からバイアス抵抗(23)を介して流れる駆動電流  $I_{SH}$  に駆動電流制御用コンパレータ(35)からダイオード(37)及び抵抗(38)を介して流れる別の駆動電流  $I_1$  が加算されるので、シャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  を一定レベルに維持するのに最低限必要な駆動電流  $I_{SH}$  をシャントレギュレータ(24)に供給できる。よって、図2に示す実施の形態でも図1に示す実施の形態と同様に、駆動電流  $I_{SH}$  によるシャントレギュレータ(24)での電力損失を最小にして、無負荷時や軽負荷時等の負荷待機時の制御回路(9)での消費電力を低減することが可能となる。

### 【0022】

また、図3に示す実施の形態の直流電源装置は、整流平滑回路(6)の直流出力電圧  $V_0$  を検出する出力電圧分圧抵抗(33, 34)と、非反転入力端子(+)に入力される出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧電圧が反転入力端子(-)に入力されるシャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  よりも高いときに高い電圧(H)レベルの出力信号を発生し、非反転入力端子(+)に入力される出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧電圧が反転入力端子(-)に入力されるシャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  よりも低いときに低い電圧(L)レベルの出力信号を発生する駆動電流制御用コンパレータ(35)と、駆動電流制御用コンパレータ(35)が高い電圧(H)レベルの出力信号を発生したときに整流平滑回路(6)からの駆動電流  $I_{SH}$  を直接的にシャントレギュレータ(24)に供給し、駆動電流制御用コンパレータ(35)が低い電圧(L)レベルの出力信号を発生したときに整流平滑回路(6)からの駆動電流  $I_{SH}$  に別の駆動電流  $I_1$  を加えてシャントレギュレータ(24)に供給する電流可変手段(36)とを有する駆動電流制御手段(31)を図6に示すバイアス抵抗(23)とシャントレギュレータ(24)のカソード端子との間に接続している。図3の実施の形態での電流可変手段(36)は、バイアス抵抗(23)の両端に接続され且つ駆動電流制御用コンパレータ(35)が高い電圧(L)レベルの出力信号を発生したときにオン状態となり抵抗(40)を介してシャントレギュレータ(24)に別の駆動電流  $I_1$  を供給するスイッチ手段としてのPNPトランジスタ(39)と、駆動電流制御用コンパレータ(35)の出力端子とPNPトランジスタ(39)のベース端子との間に直列に接続された逆流防止

手段としてのダイオード(37)及び抵抗(38)とを有する。その他の構成は、図6に示す従来の直流電源装置と略同一である。

### 【0023】

図3に示す構成において、整流平滑回路(6)の直流出力電圧 $V_0$ が一定値 $V_2$ に制御される図7の実線Aに示す定格出力時は、出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧点の電圧がシャントレギュレータ(24)の基準電圧 $V_{REF}$ より高いので、駆動電流制御用コンパレータ(35)から高い電圧(H)レベルの信号が出力される。このとき、電流可変手段(36)を構成するダイオード(37)が逆方向にバイアスされ非導通状態となるから、P N Pトランジスタ(39)のベース端子に高い電圧(H)レベルの信号が付与され、P N Pトランジスタ(39)がオフ状態となる。このため、定格出力時は整流平滑回路(6)からの駆動電流 $I_{SH}$ がバイアス抵抗(23)を介して直接的にシャントレギュレータ(24)に供給される。次に、図7の実線Bに示すように整流平滑回路(6)の直流出力電圧 $V_0$ が急激に $V_1$ まで低下し、出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧点の電圧がシャントレギュレータ(24)の基準電圧 $V_{REF}$ より低くなると、駆動電流制御用コンパレータ(35)から低い電圧(L)レベルの信号が出力される。このとき、ダイオード(37)が順方向にバイアスされ導通状態となるから、P N Pトランジスタ(39)のベース端子に低い電圧(L)レベルの信号が付与され、P N Pトランジスタ(39)がオン状態となる。このため、出力電圧低下時にシャントレギュレータ(24)に供給される駆動電流は、整流平滑回路(6)からバイアス抵抗(23)を介して流れる駆動電流 $I_{SH}$ と整流平滑回路(6)からP N Pトランジスタ(39)及び抵抗(40)を介して流れる別の駆動電流 $I_1$ との和電流となる。したがって、P N Pトランジスタ(39)がオン状態のときに整流平滑回路(6)からバイアス抵抗(23)を介して流れる駆動電流 $I_{SH}$ と整流平滑回路(6)からP N Pトランジスタ(39)及び抵抗(40)を介して流れる別の駆動電流 $I_1$ との和電流の値をP N Pトランジスタ(39)がオフ状態のときに整流平滑回路(6)からバイアス抵抗(23)を介して流れる駆動電流 $I_{SH}$ の値に一致させておけば、図7の実線Aに示す定格出力時と図7の実線Bに示す出力電圧低下時とで略一定な駆動電流 $I_{SH}$ を整流平滑回路(6)からシャントレギュレータ(24)に供給することができる。

### 【0024】

図3に示す実施の形態では、図2に示す実施の形態と同様にバイアス抵抗(23)の抵抗値を十分高くすることにより、定格出力時のシャントレギュレータ(24)での電力損失を最小限度に抑えることができる。これと共に、出力電圧低下時は整流平滑回路(6)からバイアス抵抗(23)を介して流れる駆動電流  $I_{SH}$  に整流平滑回路(6)からP N Pトランジスタ(39)及び抵抗(40)を介して流れる別の駆動電流  $I_1$  が加算されるので、図2に示す実施の形態と同様にシャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  を一定レベルに維持するのに最低限必要な駆動電流  $I_{SH}$  をシャントレギュレータ(24)に供給できる。よって、図3に示す実施の形態でも図1に示す実施の形態と同様に、駆動電流  $I_{SH}$  によるシャントレギュレータ(24)での電力損失を最小にして、無負荷時や軽負荷時等の負荷待機時の制御回路(9)での消費電力を低減することが可能となる。

### 【0025】

更に、図2又は図3に示す実施の形態の直流電源装置において、それぞれ図4又は図5に示すように駆動電流制御手段(31)内に閾値電圧の値が各々異なる2つの駆動電流制御用コンパレータ(35, 43)を設け、2つの駆動電流制御用コンパレータ(35, 43)が各々発生する高い電圧(H)レベル又は低い電圧(L)レベルの出力信号により電流可変手段(36)を介してシャントレギュレータ(24)に供給する別の駆動電流の値を可変してもよい。図4に示す実施の形態の直流電源装置は、図2に示す出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧点とシャントレギュレータ(24)のカソード端子との間にもう一組の駆動電流制御用コンパレータ(43)、ダイオード(44)及び抵抗(45)を直列に接続し、シャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  を分圧してその分圧点から駆動電流制御用コンパレータ(43)の閾値電圧を規定する基準電圧  $V_{R2}$  を発生する基準電圧分圧用抵抗(41, 42)をシャントレギュレータ(24)のカソード端子と駆動電流制御用コンパレータ(43)の非反転入力端子(+)との間に接続している。基準電圧分圧用抵抗(41, 42)の分圧点の基準電圧  $V_{R2}$  は、シャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  よりも低い値に設定される。駆動電流制御用コンパレータ(43)の反転入力端子(-)は出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧点に接続され、同コンパレータ(43)の非反転入力端子(+)は基準電圧分圧用抵抗(41, 42)の分圧点に接続される。その他の構成は、図6に示す従来の直流電源装置と略同

一である。

【0026】

図4に示す構成において、整流平滑回路(6)の直流出力電圧 $V_0$ が一定値 $V_2$ に制御される図7の実線Aに示す定格出力時は、出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧点の電圧がシャントレギュレータ(24)の基準電圧 $V_{REF}$ 及び基準電圧分圧用抵抗(41, 42)の分圧点の基準電圧 $V_{R2}$ より高いので、2つの駆動電流制御用コンパレータ(35, 43)から低い電圧(L)レベルの信号が出力される。これにより、電流可変手段(36)を構成する2つのダイオード(37, 44)が共に非導通状態となるから、整流平滑回路(6)からの駆動電流 $I_{SH}$ がバイアス抵抗(23)を介して直接的にシャントレギュレータ(24)に供給される。次に、図7の実線Bに示すように整流平滑回路(6)の直流出力電圧 $V_0$ が急激に $V_1$ まで低下し、出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧点の電圧がシャントレギュレータ(24)の基準電圧 $V_{REF}$ と基準電圧分圧用抵抗(41, 42)の分圧点の基準電圧 $V_{R2}$ との中間の電圧になると、一方の駆動電流制御用コンパレータ(35)から高い電圧(H)レベルの信号が出力されると共に、他方の駆動電流制御用コンパレータ(43)の出力信号が低い電圧(L)レベルに保持される。これにより、一方のダイオード(37)が導通状態になると共に他方のダイオード(44)は非導通状態を保持するから、整流平滑回路(6)からバイアス抵抗(23)を介して流れる駆動電流 $I_{SH}$ に駆動電流制御用コンパレータ(35)からダイオード(37)及び抵抗(38)を介して流れる別の駆動電流 $I_1$ が加えられてシャントレギュレータ(24)に供給される。更に、整流平滑回路(6)の直流出力電圧 $V_0$ が $V_1$ よりも低くなり、出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧点の電圧が基準電圧分圧用抵抗(41, 42)の分圧点の基準電圧 $V_{R2}$ より低くなると、2つの駆動電流制御用コンパレータ(35, 43)から高い電圧(H)レベルの信号が出力される。これにより、2つのダイオード(37, 44)が共に導通状態となるから、整流平滑回路(6)からバイアス抵抗(23)を介して流れる駆動電流 $I_{SH}$ と一方の駆動電流制御用コンパレータ(35)からダイオード(37)及び抵抗(38)を介して流れる別の駆動電流 $I_1$ との和電流 $I_{SH} + I_1$ に他方の駆動電流制御用コンパレータ(43)からダイオード(44)及び抵抗(38)を介して流れる別の駆動電流 $I_2$ が加えられてシャントレギュレータ(24)に供給される。

【0027】

図4に示す実施の形態では、出力電圧分圧抵抗(33,34)の分圧点の電圧レベルに応じて電流可変手段(36)を構成するダイオード(37,44)及び抵抗(38,45)を介してシャントレギュレータ(24)に供給する別の駆動電流の値を  $I_1$  又は  $I_1 + I_2$  の2段階に可変できるので、整流平滑回路(6)の直流出力電圧  $V_0$  の低下に応じてシャントレギュレータ(24)に供給する駆動電流を精密に調整できる。

### 【0028】

また、図5に示す実施の形態の直流電源装置は、図3に示すP N Pトランジスタ(39)及び抵抗(40)の直列接続回路と並列にもう一組のP N Pトランジスタ(46)及び抵抗(47)の直列接続回路を接続し、出力電圧分圧抵抗(33,34)の分圧点とP N Pトランジスタ(46)のベース端子との間にもう一組の駆動電流制御用コンパレータ(43)、ダイオード(44)及び抵抗(45)を直列に接続し、シャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  を分圧してその分圧点から駆動電流制御用コンパレータ(43)の閾値電圧を規定する基準電圧  $V_{R2}$  を発生する基準電圧分圧用抵抗(41,42)をシャントレギュレータ(24)のカソード端子と駆動電流制御用コンパレータ(43)の反転入力端子(-)との間に接続している。図4に示す実施の形態と同様に、基準電圧分圧用抵抗(41,42)の分圧点の基準電圧  $V_{R2}$  はシャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  よりも低い値に設定され、駆動電流制御用コンパレータ(43)の非反転入力端子(+)は出力電圧分圧抵抗(33,34)の分圧点に接続され、同コンパレータ(43)の反転入力端子(-)は基準電圧分圧用抵抗(41,42)の分圧点に接続される。その他の構成は、図6に示す従来の直流電源装置と略同一である。

### 【0029】

図5に示す構成において、整流平滑回路(6)の直流出力電圧  $V_0$  が一定値  $V_2$  に制御される図7の実線Aに示す定格出力時は、出力電圧分圧抵抗(33,34)の分圧点の電圧がシャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  及び基準電圧分圧用抵抗(41,42)の分圧点の基準電圧  $V_{R2}$  より高いので、2つの駆動電流制御用コンパレータ(35,43)から高い電圧(H)レベルの信号が出力される。このとき、電流可変手段(36)を構成する2つのダイオード(37,44)が逆方向にバイアスされ共に非導通状態となるから、2つのP N Pトランジスタ(39,46)のベース端子に各々高い電圧(H)レベルの信号が付与され、2つのP N Pトランジスタ(39,46)が共にオフ

状態となる。このため、定格出力時は整流平滑回路(6)からの駆動電流  $I_{SH}$  がバイアス抵抗(23)を介して直接的にシャントレギュレータ(24)に供給される。次に、図7の実線Bに示すように整流平滑回路(6)の直流出力電圧  $V_0$  が急激に  $V_1$  まで低下し、出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧点の電圧がシャントレギュレータ(24)の基準電圧  $V_{REF}$  と基準電圧分圧用抵抗(41, 42)の分圧点の基準電圧  $V_{R2}$  との間の電圧になると、一方の駆動電流制御用コンパレータ(35)から低い電圧(L)レベルの信号が出力されると共に、他方の駆動電流制御用コンパレータ(43)の出力信号が高い電圧(H)レベルに保持される。これにより、一方のダイオード(37)が順方向にバイアスされ導通状態となると共に他方のダイオード(44)は非導通状態を保持するから、一方のPNPトランジスタ(39)のベース端子のみに低い電圧(L)レベルの信号が付与され、一方のPNPトランジスタ(39)のみがオン状態となる。このときにシャントレギュレータ(24)に供給される駆動電流は、整流平滑回路(6)からバイアス抵抗(23)を介して流れる駆動電流  $I_{SH}$  と整流平滑回路(6)からPNPトランジスタ(39)及び抵抗(40)を介して流れる別の駆動電流  $I_1$  との和電流となる。更に、整流平滑回路(6)の直流出力電圧  $V_0$  が  $V_1$  よりも低くなり、出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧点の電圧が基準電圧分圧用抵抗(41, 42)の分圧点の基準電圧  $V_{R2}$  より低くなると、2つの駆動電流制御用コンパレータ(35, 43)から高い電圧(H)レベルの信号が出力される。これにより、2つのダイオード(37, 44)が順方向にバイアスされ共に導通状態となるから、2つのPNPトランジスタ(39, 46)のベース端子に低い電圧(L)レベルの信号が付与され、2つのPNPトランジスタ(39, 46)が共にオン状態となる。このときにシャントレギュレータ(24)に供給される駆動電流は、整流平滑回路(6)からバイアス抵抗(23)を介して流れる駆動電流  $I_{SH}$  と整流平滑回路(6)から一方のPNPトランジスタ(39)及び抵抗(40)を介して流れる別の駆動電流  $I_1$  との和電流  $I_{SH} + I_1$  に他方のPNPトランジスタ(46)及び抵抗(47)を介して流れる別の駆動電流  $I_2$  を加えたもの、即ち  $I_{SH} + I_1 + I_2$  となる。

### 【0030】

図5に示す実施の形態では、出力電圧分圧抵抗(33, 34)の分圧点の電圧レベルに応じて電流可変手段(36)を構成する2つのPNPトランジスタ(39, 46)の一方

又は双方をオン状態に切り替えることにより、整流平滑回路(6)から2組のP N Pトランジスタ(39,46)及び抵抗(40,47)の直列接続回路を介してシャントレギュレータ(24)に供給する別の駆動電流の値を  $I_1$  又は  $I_1 + I_2$  の2段階に可変できる。このため、図4に示す実施の形態と同様に、整流平滑回路(6)の直流出力電圧  $V_0$  の低下に応じてシャントレギュレータ(24)に供給する駆動電流を精密に調整できる。

### 【0031】

本発明の実施態様は前記の各実施の形態に限定されず、更に種々の変更が可能である。例えば、上記の各実施の形態では基準電圧発生手段(24)として基準電圧  $I_C$  であるシャントレギュレータを使用したが、その代わりに一般的なツエナダイオードを使用しても同様な作用及び効果が得られる。また、図4及び図5に示す各実施の形態では駆動電流制御手段(31)内に2つの駆動電流制御用コンパレータ(35,43)を設け、整流平滑回路(6)の直流出力電圧  $V_0$  の低下に応じて電流可変手段(36)を介してシャントレギュレータ(24)に供給する別の駆動電流の値を2段階に可変したが、2つ以上の駆動電流制御用コンパレータを設け、整流平滑回路(6)の直流出力電圧  $V_0$  の低下に応じて電流可変手段(36)を介してシャントレギュレータ(24)に供給する別の駆動電流の値を更に多段階に可変してもよい。また、図3及び図5に示す各実施の形態ではスイッチ手段(39,46)としてP N Pトランジスタを使用したが、Pチャネル型MOS-FETを使用してもよい。また、P N Pトランジスタの代わりにN P Nトランジスタ又はNチャネル型MOS-FETを使用してもよい。この場合は、駆動電流制御用コンパレータ(35,43)の非反転入力端子(+)及び反転入力端子(-)を逆に接続すると共に、ダイオード(37,44)の極性を逆にすればよい。また、上記の各実施の形態では図7の実線Bに示す定電流垂下特性を有する制御回路に本発明を適用したが、図7の破線Cに示す所謂フの字垂下特性を有する制御回路又は図7の一点鎖線Dに示す定電力垂下特性を有する制御回路においても本発明を適用できる。更に、上記の各実施の形態では直流電源装置をフライバック型DC-DCコンバータで構成したが、フォワード型、ブリッジ型、プッシュプル型又は電流共振型DC-DCコンバータ等の入出力絶縁用のトランスを有する絶縁型のDC-DCコンバータ、或いは入出力絶縁

用のトランスを使用しない昇圧又は降圧チョッパ型DC-DCコンバータ等の非絶縁型のDC-DCコンバータで構成することも可能である。

### 【0032】

#### 【発明の効果】

本発明によれば、出力電圧低下時に最低限必要な駆動電流を基準電圧源に供給できると共に、定格出力時にも基準電圧源に供給する駆動電流を必要最小限に抑制できるので、基準電圧源での電力損失を最小限度に抑えることができる。したがって、無負荷時や軽負荷時等の負荷待機時の制御回路での消費電力を低減して、直流電源装置の全ての負荷領域での変換効率を向上することが可能となる。

#### 【図面の簡単な説明】

- 【図1】 本発明による直流電源装置の一実施の形態を示す電気回路図
- 【図2】 本発明の変更実施の第1の形態を示す電気回路図
- 【図3】 本発明の変更実施の第2の形態を示す電気回路図
- 【図4】 本発明の他の変更実施の第1の形態を示す電気回路図
- 【図5】 本発明の他の変更実施の第2の形態を示す電気回路図
- 【図6】 従来の直流電源装置を示す電気回路図
- 【図7】 図6の直流電源装置の出力垂下特性及びその他の出力垂下特性を示すグラフ

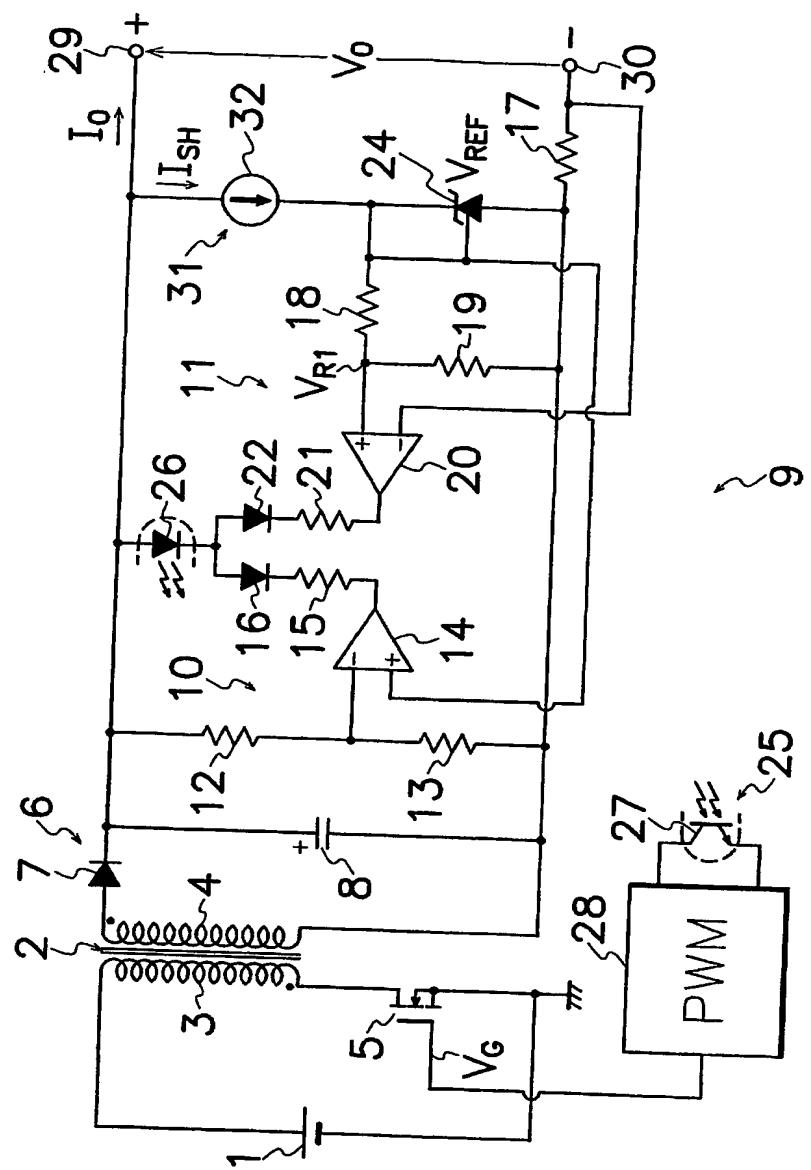
#### 【符号の説明】

- (1) .. 直流電源、 (2) .. トランス、 (3) .. 1次巻線、 (4) .. 2次巻線、 (5) .. M O S - F E T (スイッチング素子)、 (6) .. 整流平滑回路、 (7) .. 整流ダイオード、 (8) .. 平滑コンデンサ、 (9) .. 制御回路、 (10) .. 定電圧制御回路、 (11) .. 定電流制御回路、 (12, 13) .. 定電圧制御用分圧抵抗、 (14) .. 定電圧制御用オペアンプ、 (15) .. 抵抗、 (16) .. ダイオード、 (17) .. 出力電流検出用抵抗 (出力電流検出手段)、 (18, 19) .. 基準電圧分圧用抵抗、 (20) .. 定電流制御用オペアンプ、 (21) .. 抵抗、 (22) .. ダイオード、 (23) .. バイアス抵抗、 (24) .. シャントレギュレータ (基準電圧発生手段)、 (25) .. フォトカプラ、 (26) .. 発光部、 (27) .. 受光部、 (28) .. PWM変調回路、 (29, 30) .. 直流出力端子、 (

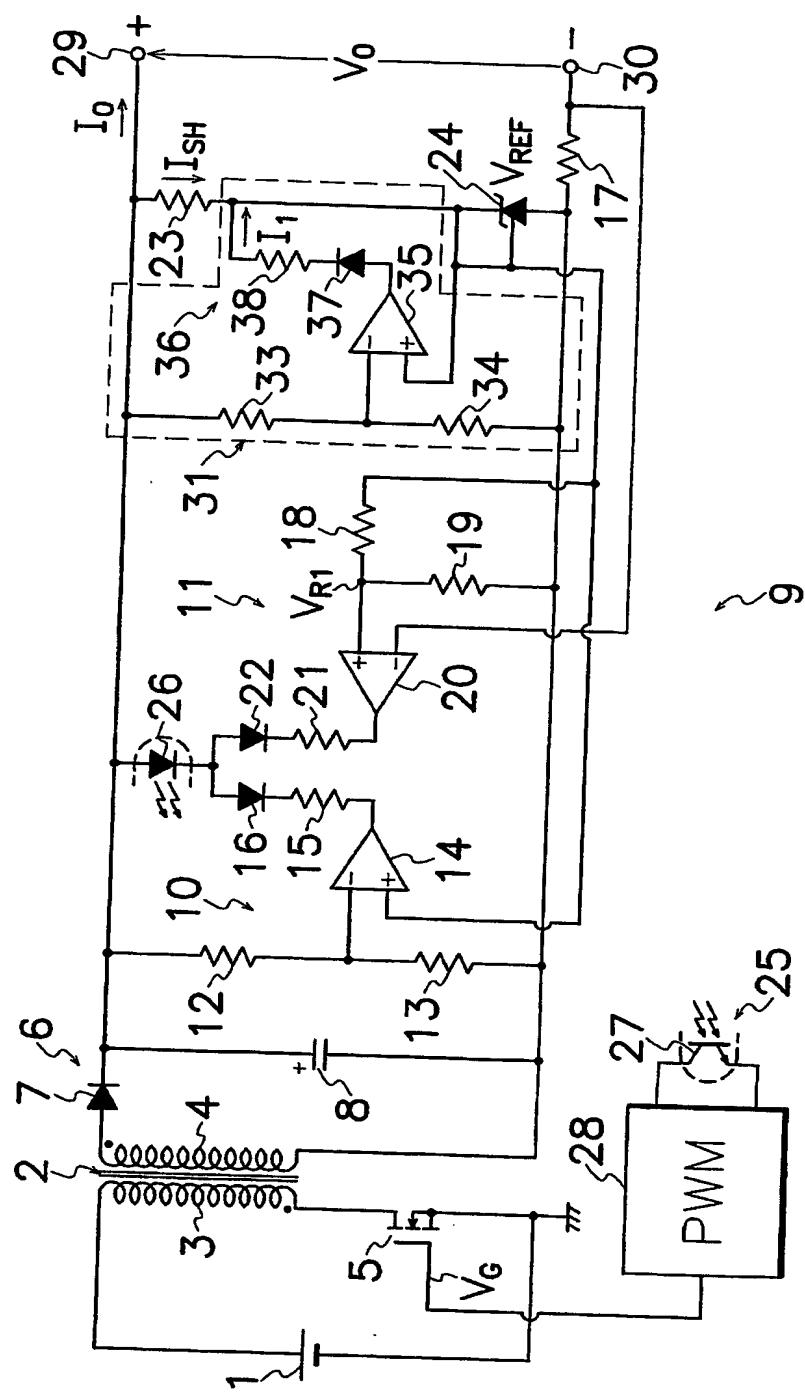
31) .. 駆動電流制御手段、 (32) .. 定電流源回路、 (33, 34) .. 出力電圧分圧抵抗（出力電圧検出手段）、 (35) .. 駆動電流制御用コンパレータ（電圧比較手段）、 (36) .. 電流可変手段、 (37) .. ダイオード（逆流素子手段）、 (38) .. 抵抗、 (39) .. PNPトランジスタ（スイッチ手段）、 (40) .. 抵抗、 (41, 42) .. 基準電圧分圧用抵抗、 (43) .. 駆動電流制御用コンパレータ、 (44) .. ダイオード、 (45) .. 抵抗、 (46) .. PNPトランジスタ、 (47) .. 抵抗

【書類名】 図面

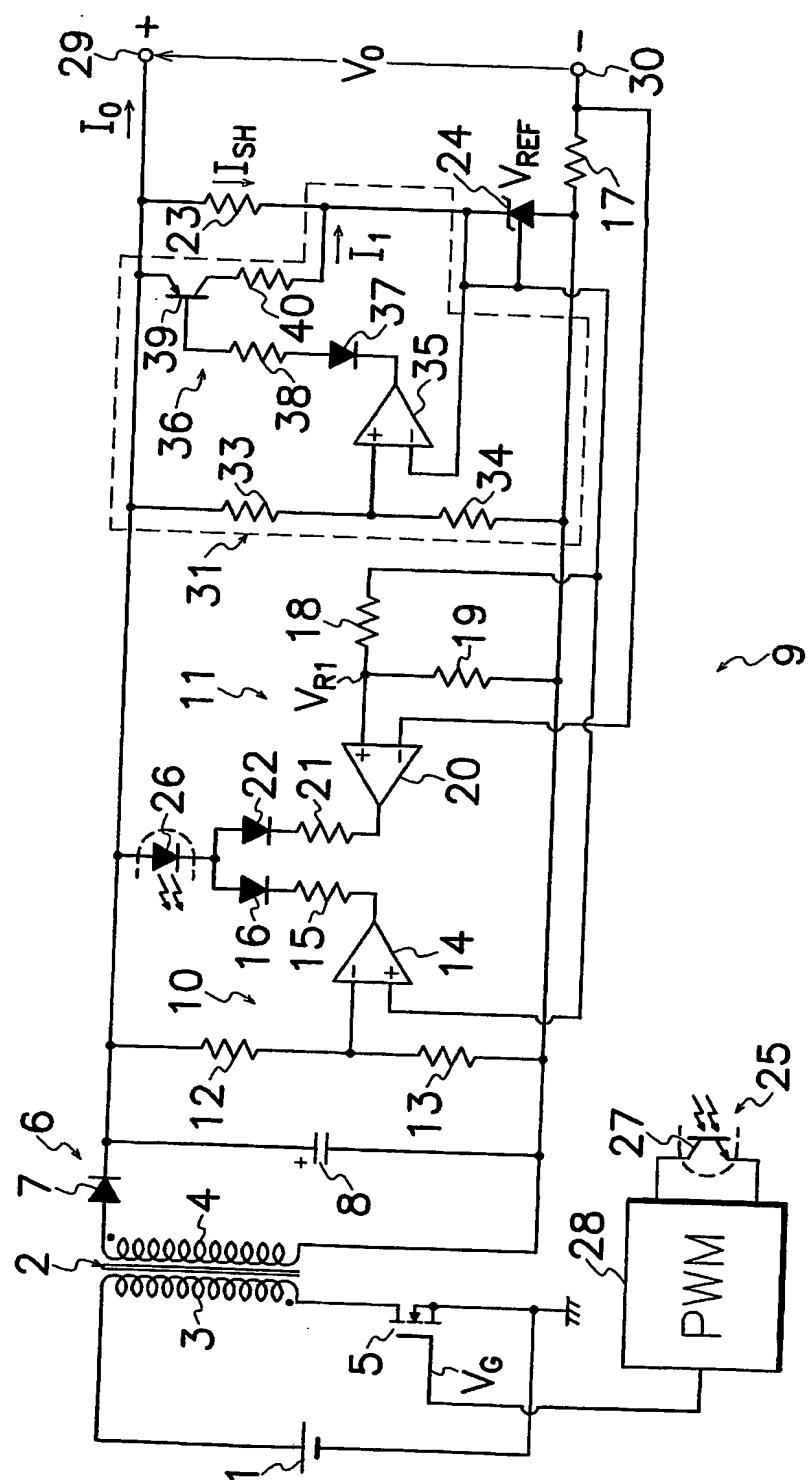
【図1】



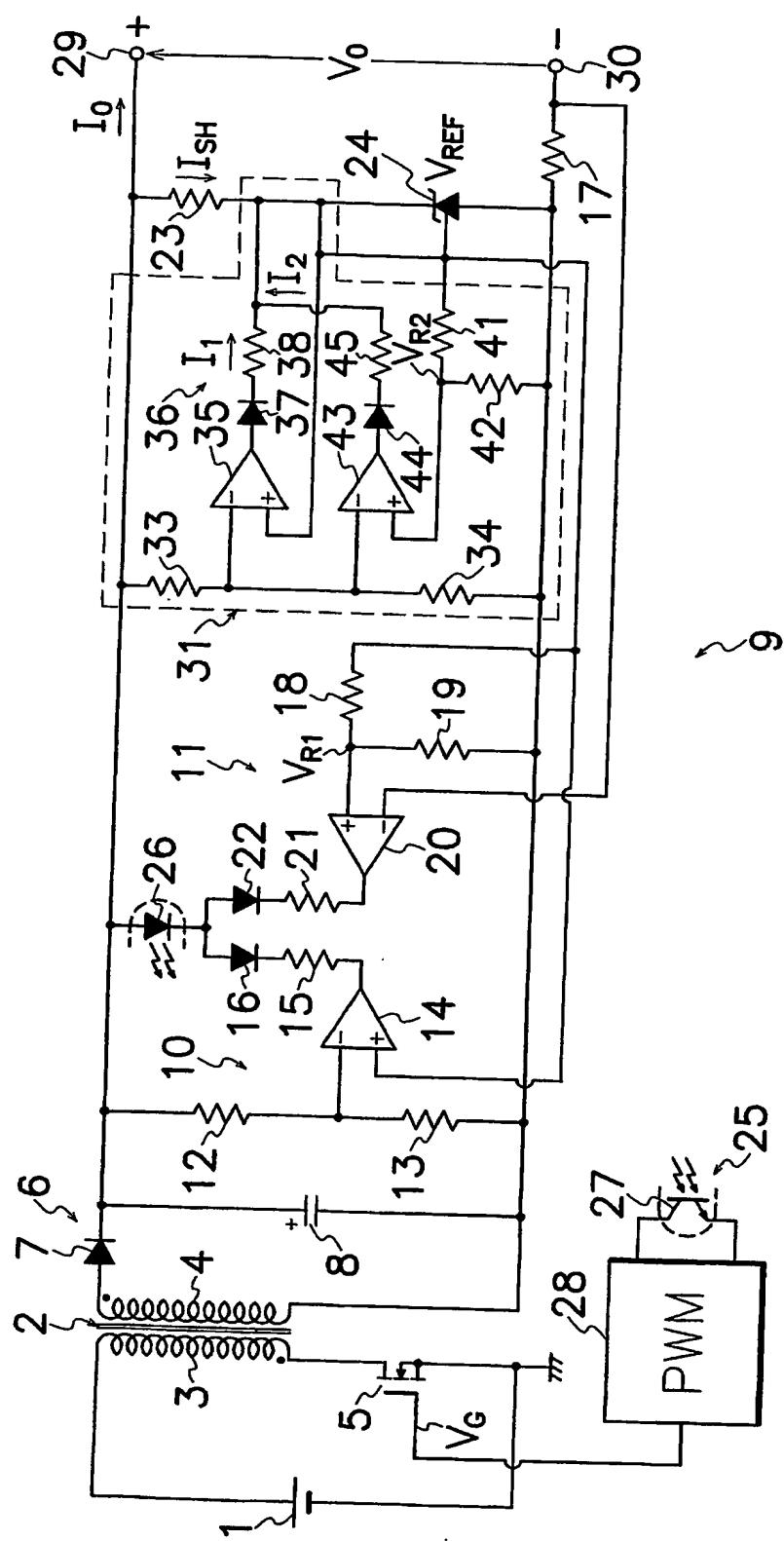
【図2】



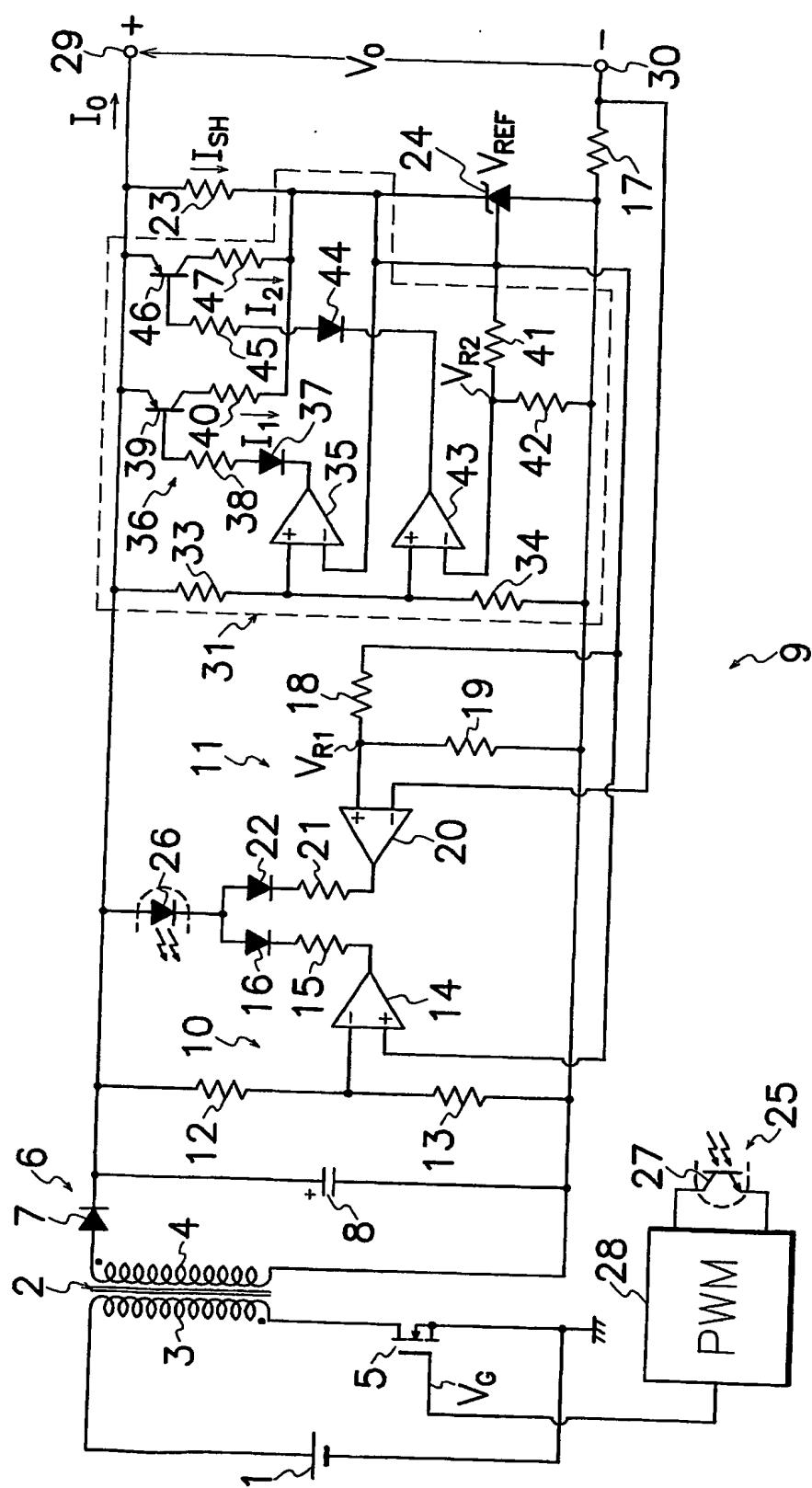
【図3】



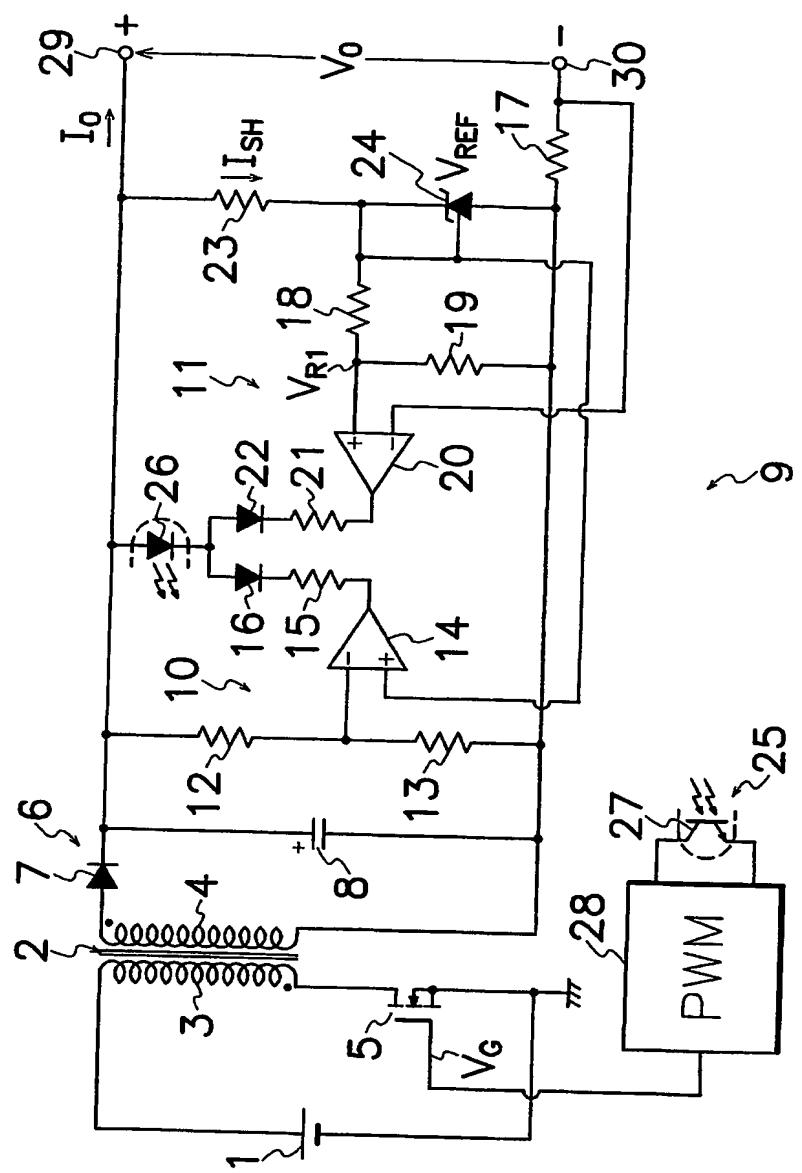
【図4】



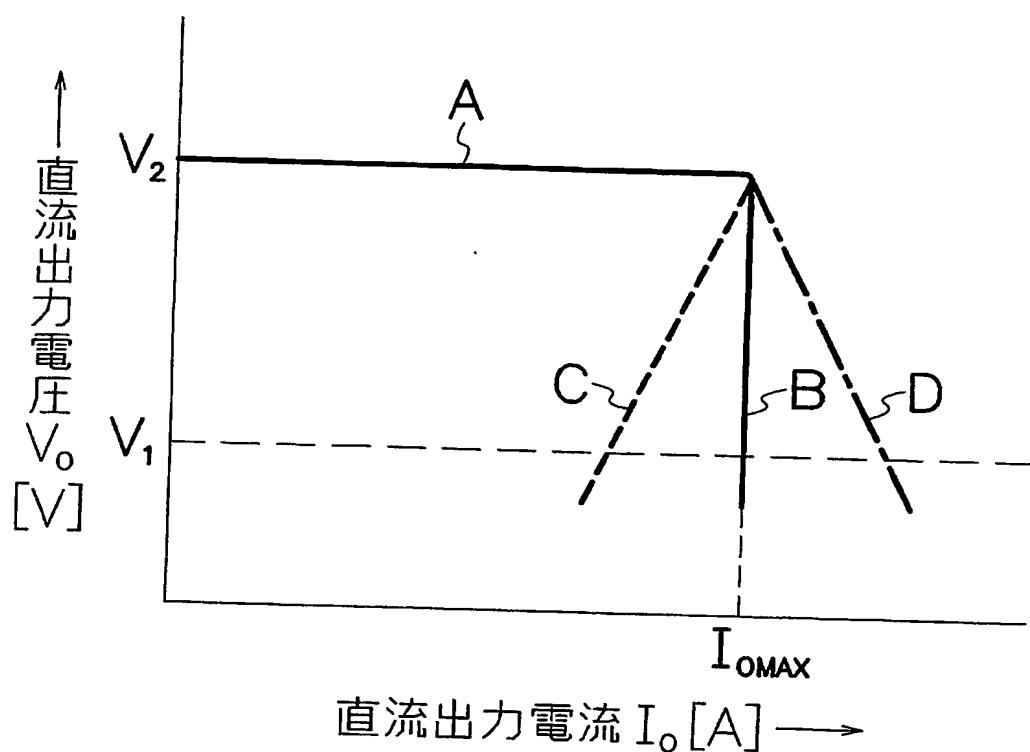
【図5】



【図6】



【図7】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 直流電源装置の出力電圧低下時に最低限必要な駆動電流を基準電圧源に供給すると共に、定格出力時にも基準電圧源に供給する駆動電流を必要最小限に抑制して、無負荷時や軽負荷時等の負荷待機時の制御回路での消費電力を低減する。

【解決手段】 本発明による直流電源装置は、整流平滑回路(6)から基準電圧発生手段(24)に供給される駆動電流( $I_{SH}$ )を略一定にする駆動電流制御手段(31)を備えている。このため、定格出力時と出力電圧低下時とで基準電圧発生手段(24)に供給される駆動電流( $I_{SH}$ )が略一定となり、出力電圧低下時に基準電圧( $V_{REF}$ )を一定レベルに維持するのに最低限必要な駆動電流( $I_{SH}$ )を基準電圧発生手段(24)に供給できる。これと共に、定格出力時にも基準電圧発生手段(24)へ供給する駆動電流( $I_{SH}$ )を必要最小限に抑制できる。したがって、無負荷時や軽負荷時等の負荷待機時の制御回路での消費電力を低減することが可能となる。

【選択図】 図1

特願2002-361212

出願人履歴情報

識別番号

[000106276]

1. 変更年月日

[変更理由]

住 所

氏 名

1990年 8月31日

新規登録

埼玉県新座市北野3丁目6番3号

サンケン電気株式会社